

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

**«МИРЭА – Российский технологический университет»
РТУ МИРЭА»**

ЛЕКЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

**Конфиденциальная информация и ее защита в документационном
обеспечении управления
Электроника**

**Уровень бакалавриат
Форма обучения очная**

**Направление
подготовки 10.03.01 Информационная безопасность**

Институт комплексной безопасности и специального приборостроения

Кафедра кафедра электроники

Лектор д.т.н., профессор Филинов В.В.

Используются в данной редакции с учебного года 2020/21

Проверено и согласовано «_____» _____ 20__ г. _____
*(подпись директора Института Филиала
с расшифровкой)*

Москва 2020г.

2.2. Генераторы электрических сигналов

Генераторы гармонических сигналов предназначены для преобразования энергии источника питания в энергию электрического сигнала синусоидальной формы требуемой частоты и мощности. На практике, часто, такой генератор представляет собой ОУ охваченный глубокой **положительной** обратной связью с коэффициентом передачи β_+ (см.рис.2.26). для схемы входное и выходное напряжения связаны соотношениями :

$$\dot{U}_{BX} = \dot{\beta}_+ \dot{U}_{BЫX}$$

$$\dot{U}_{BЫX} = \dot{K}_0 \dot{U}_{BX}$$

откуда $\dot{U}_{BЫX} = \dot{\beta}_+ \dot{K}_0 \dot{U}_{BЫX}$, справедливое при $\dot{\beta}_+ \dot{K}_0 \geq 1$.

Выполнение последнего условия обеспечивает в автогенераторе незатухающие колебания. Величины \dot{K}_0 и $\dot{\beta}_+$ в уравнении являются комплексными, поэтому можно записать

$$\dot{\beta}_+ \dot{K}_0 = K_0 e^{j\varphi} \cdot \beta_+ e^{j\psi} = 1$$

Последнее выполняется при двух условиях:

$\varphi + \psi = 0$ – условие баланса фаз автогенератора,

$K_0 \beta_+ = 1$ – условие баланса амплитуд.

Условие баланса фаз означает, что в схеме существует положительная обратная связь. Условие баланса амплитуд соответствует тому, что энергия, теряемая в генераторе за одно колебание, восполняется энергией от источника питания. Выполнение условий баланса фаз и амплитуд обеспечивает возникновение сигналов генератора сложной формы, состоящих из большого числа гармонических составляющих. Для возникновения сигнала генератора нужной частоты обеспечивают выполнение условий баланса фаз и амплитуд, только для частоты f_0 , путем включения частотно-зависимых схем, например, Т-образного моста.

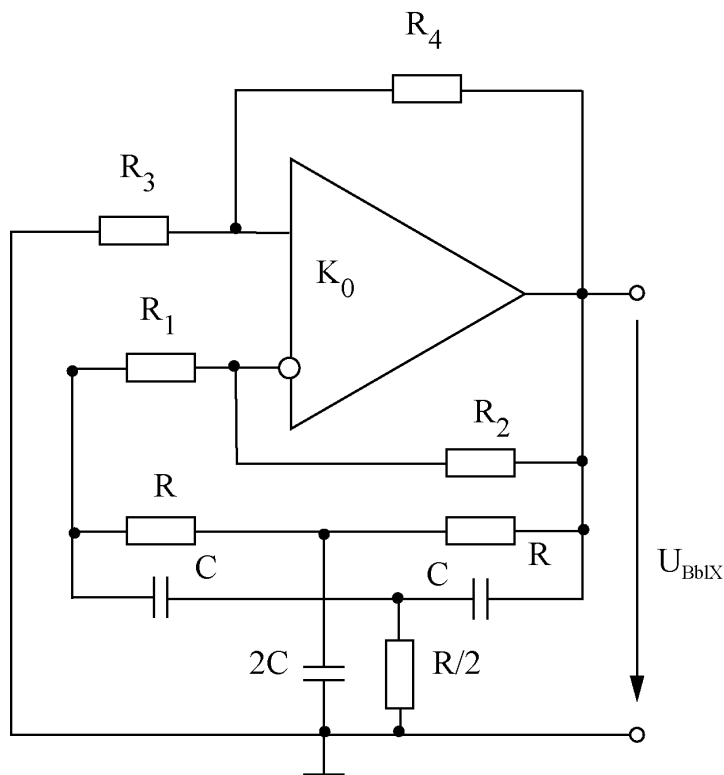


Рис. 2.27. Схема генератора с Т-мостом

Пример выполнения автогенератора гармонических колебания с Т-образным мостом приведен на рис.2.27. положительная ОС создается резисторами R_3 и R_4 , отрицательная ОС – резисторами R_2 и R_1 , которые обеспечивают условие самовозбуждения генератора: баланс амплитуд $K_0\beta_+ = -(R_2/R_1) \cdot \beta_+ \geq 1$; баланс фаз $\Phi + \Psi = 0$ (Φ и $\Psi = 0$). Поскольку в автогенераторе в цепь отрицательной обратной связи включен Т-образный мост, то условия самовозбуждения генератора

выполняются только для одной резонансной частоты $f_0 = 1/2\pi RC$.

Приведенная на рис.27 схема относится к генераторам **РС-типа**, применяемых для возбуждения гармонических сигналов низких и средних частот (условно до 300 кГц). Электрические сигналы более высоких частот (условно выше 300 кГц) создаются генераторами **ЛС – типа** примером которых может служить схема, представленная на рис.2.28.

Усилитель в схеме ЛС-генератора рис.2.28 выполнен на базе **УОЭ** с транзистором $n - p - n$ типа (см.рис.2.6). назначение всех элементов УОЭ известно (см. п.2.1.4), вместо коллекторного сопротивления R_K включен дроссель $L_{др.}$, выполняющий функцию R_K в УОЭ по переменному току и обеспечивающий $R_K = 0$ по постоянному току, чтобы уменьшить потери энергии. ОС выполняется за счет магнитной связи M контура $L_K C_K$, включенного между выходом УОЭ и катушкой L_6 входной цепи УОЭ. Условие баланса амплитуд обеспечивается правильным выбором $K_u \beta \geq 1$, где K_u –

коэффициент усиления УОЭ, $\beta = \frac{M}{\sqrt{L_6 \cdot L_K}}$ – коэффициент магнитной связи,

M, L_6, L_K – соответственно взаимная индуктивность и индуктивность катушек. Условие баланса фаз обеспечивается $\varphi + \psi = 0$ за счет положительной ОС:

$\varphi = 180^\circ$ для УОЭ, $\psi = 180^\circ$ из-за обратной намотки катушек индуктивности L_K и L_6 (на рис.2.28 начало обмоток обозначены «*»). Частота гармонического сигнала генератора определяется резонансной частотой

$$\text{контура } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_K \cdot C_K}}.$$

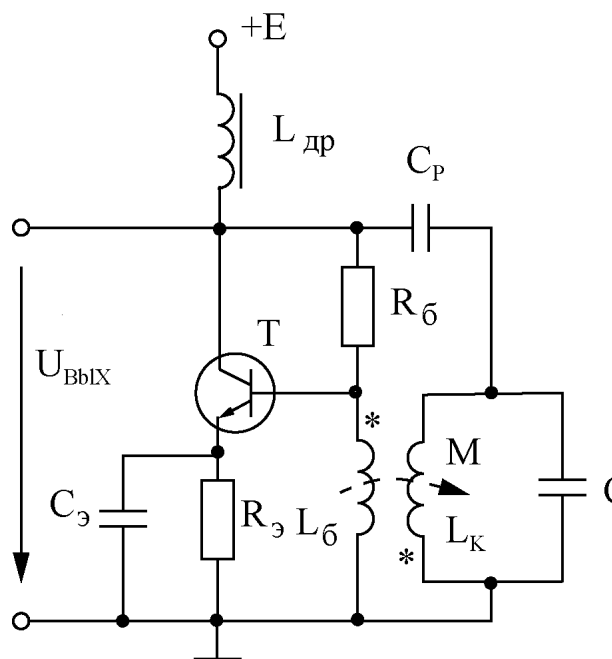
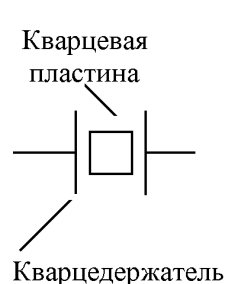
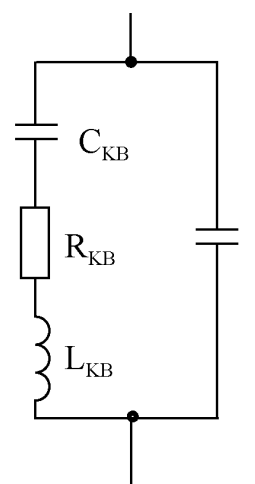


Рис.2.28. Схема LC-генератора



а



б

Рис. 2.29. Кварц:

(а) графическое обозначение;
(б) эквивалентная схема

Важным параметром генератора является коэффициент неустойчивости частоты $\gamma = \frac{\Delta f}{f_0}$, показывающий уход частоты Δf

относительно рабочей f_0 за промежутки времени из-за температурной неустойчивости элементов схемы. У обычных генераторов $\gamma \approx 10^{-5}$. На практике в высокоточной схемотехнике (например, высокоточный счет времени) необходимо обеспечить $\gamma \approx 10^{-7} \div 10^{-8}$. В таких случаях применяют кварцевые резонаторы – «кварцы», представляющие собой кварцевую пластину, обладающую пьезоэффектом и закрепленную в кварцедержателе (рис.2.29а).

Кварцевый резонатор эквивалентен электрическому колебательному контуру. Эквивалентная схема кварцевого резонатора изображена на рис.2.29.б. Как видно, кварц эквивалентен последовательно включенным элементам $L_{кв}$, $R_{кв}$, $C_{кв}$, а в такой цепи может быть резонанс напряжения с

частотой $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} \cdot C_{кв}}}$. Индуктивность кварца $L_{кв}$ может быть

значительной – от десятков микрогенри до нескольких миллигенри. Емкость кварца $C_{кв}$ мала (сотые доли пикофарад). Кварцевый резонатор обладает острым резонансом, что свидетельствует о небольшом сопротивлении $R_{кв}$, порядка единиц Ом. Поэтому добротность кварца достигает $10^5 - 10^6$, т.е. она на два-три порядка больше добротности контуров, выполненных на дискретных элементах – индуктивной катушке и конденсаторе.

Так как кристалл кварца помещают в кварцедержатель, который обладает емкостью C_0 , равной нескольким десяткам пикофарад, то в кварцевом резонаторе возможен и резонанс токов с частотой $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_{ЭК} \cdot L_{КВ}}}$, где

$C_{ЭК} = C_0 C_{КВ} / (C_0 + C_{КВ})$. Частоты ω_H и ω_T мало отличаются друг от друга, что обеспечивает высокую стабильность частот генератора. Кварц может быть включен, например, в цепь $L_K C_K$ контура рис.2.28.

2.3. Источники питания электронных устройств

Для работы различных электрических устройств необходимы **источники электрической энергии (источники питания) постоянного напряжения**. Преобразование переменного напряжения первичного источника питания (например, промышленной сети переменного тока) в постоянное осуществляется с помощью выпрямителей. Выпрямительные устройства, в состав которых входит блок выпрямителя, применяют для питания большинства электронных устройств, как на дискретных элементах, так и на интегральных микросхемах, в электроприводе, в установках для электролиза и т.д.

Структурная схема выпрямительного устройства показана на рис.2.30. В нее входит: Тр - **трансформатор**, изменяющий величину получаемого от сети переменного напряжения в соответствии с необходимой величиной напряжения на выходе выпрямителя; В – **выпрямитель**, содержащий один или несколько вентилях (диодов); СФ – **сглаживающий фильтр**, уменьшающий пульсации выпрямленного напряжения; Ст - **стабилизатор**, поддерживающий постоянное напряжение на нагрузочном устройстве; Н – **нагрузочное устройство** (например, нагрузочный резистор).

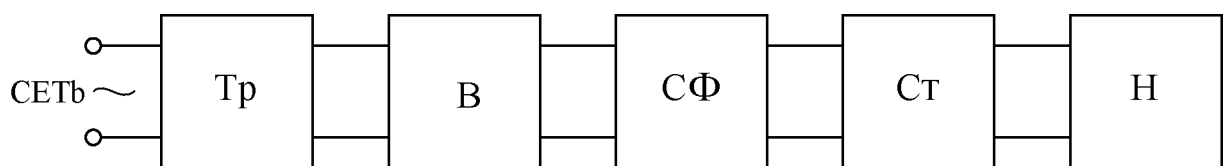


Рис. 2.30. Структурная схема источника питания

В зависимости от требований к выпрямительному устройству отдельные элементы его могут отсутствовать. Выпрямители бывают управляемые и неуправляемые. В управляемом выпрямителе, используемом, в частности, в электроприводе, в структурной схеме предусматриваются также элементы регулирования выпрямленного напряжения.

По числу фаз различают однофазные и многофазные (обычно трехфазные) выпрямители. По величине мощности их подразделяют на

выпрямители малой, средней и большой мощности. Выпрямители малой мощности, как правило, однофазные, а средней и большой – трехфазные.

Выпрямитель характеризуют следующие основные параметры:

Среднее выпрямленное напряжение на нагрузке $U_{н ср}$, средний ток $I_{н ср}$, определяемые требованиями потребителя; коэффициент пульсаций на выходе P . последний характеризует величину пульсаций на выходе выпрямителя и определяется

$$P = \frac{U_{н m}}{U_{н ср}},$$

где $U_{н m}$ – амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения.

Рассчитывают диоды для выпрямителей по основным параметрам:

Максимальное обратное напряжение на диоде $U_{обр м}$, средний ток $I_{а ср}$, и максимальный ток $I_{а m}$, диода.

Полученные значения $U_{обр м}$, $I_{а m}$ и $I_{а ср}$ не должны превышать соответствующих предельных параметров диода.

Анализ работы выпрямителей проводят при допущениях, что диод (вентиль) и трансформатор идеальны. Это означает, что

а) вентиль идеален, когда сопротивление вентеля в прямом направлении равно нулю, а в обратном – бесконечно велико,

б) трансформатор идеален, когда активные и индуктивные сопротивления рассеяния обмоток трансформатора равны нулю.

Работа выпрямителя рассматривается с помощью временных диаграмм.

2.3.1. Однополупериодный выпрямитель

Схема и временные диаграммы напряжений и токов однополупериодного выпрямителя приведены на рис.2.31. схема содержит Tr , в цепь вторичной обмотки которого включены последовательно, диод D и сопротивление нагрузки R_n . При принятых допущениях (идеальный трансформатор) следует, что если напряжение U_1 на первичной обмотке трансформатора меняется по синусоидальному закону, то напряжение на вторичной обмотке U_2 также синусоидально.

Ток через диод i_n появляется в те полупериоды, когда потенциал точки **a** выше потенциала точки **b** вторичной обмотки трансформатора т.к. в эти полупериоды диод D открыт. Когда потенциал точки, **a** отрицателен по

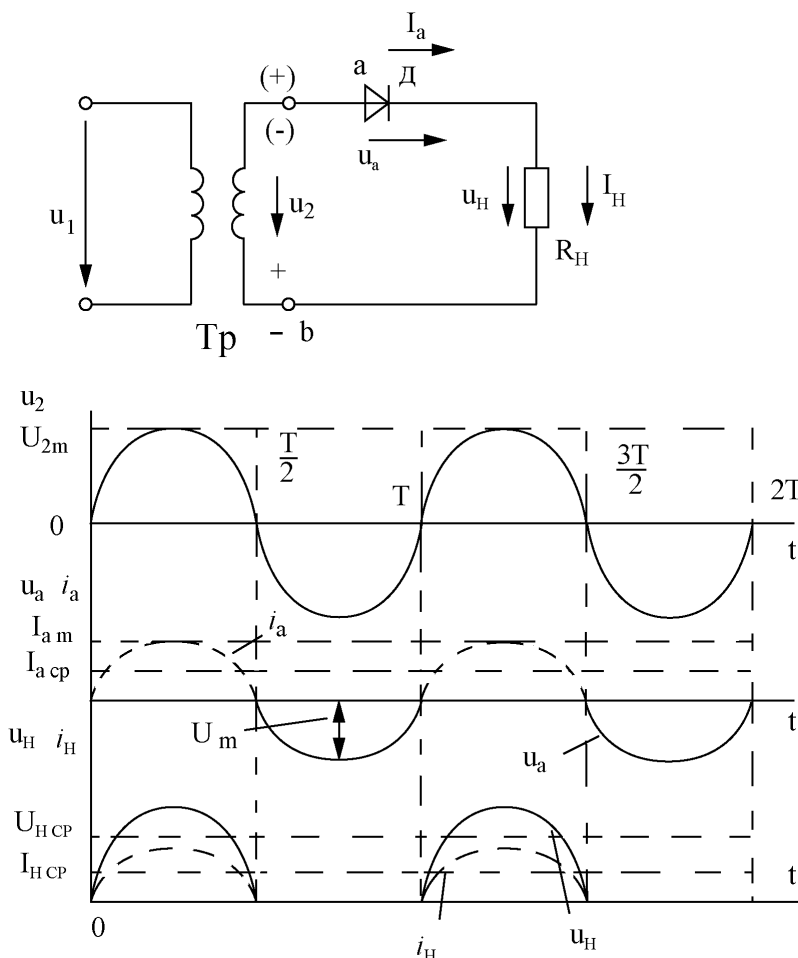


Рис.2.31. Однополупериодный выпрямитель

величина $u_a = u_2$. В этой схеме $U_{Hcp} = 0,4U_2$. Недостатки этой схемы – высокий уровень пульсации ($P=1,57$). Эти недостатки устраняются в **двухполупериодных схемах выпрямителей**, в которых используются оба периода напряжения сети. Наиболее распространенной схемой является мостовая схема двухполупериодного выпрямителя.

2.3.2. Мостовая схема выпрямителя

Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя и соответствующие ей временные диаграммы приведены на рис.2.32. В этой схеме диоды $D_1 - D_4$ включены по мостовой схеме, к одной диагонали которой подведено переменное напряжение u_2 , а к другой подключен нагрузочный резистор R_H . В течение первой половины периода напряжения u_2 , когда потенциал точки **a** положителен, точки **b** – отрицателен, диоды D_1, D_3 открыты, D_2, D_4 – закрыты, ток $i_H = i_{a1} = i_{a3}$ течет через диоды D_1, D_3 и нагрузочный резистор R_H . К диодам D_2, D_4 приложено обратное напряжение вторичной обмотки трансформатора u_2 . В другой полупериод напряжения u_2 , потенциал точки **a** ниже потенциала точки **b**, диоды D_2, D_4 открыты, D_1, D_3 – закрыты, при этом $i_H = i_{a2} = i_{a4}$ течет

отношению к потенциалу точки **b**, диод закрыт, ток в цепи равен нулю. Таким образом, ток в резисторе R_H появляется только в один из полу периодов напряжения u_2 , а схема называется однополупериодной. При принятых допущениях (идеальный диод) в положительный полупериод напряжения u_2 величина напряжения на нагрузочном резисторе равна величине u_2 , а на диоде нулю, а в отрицательный полупериод $u_H = 0$, а

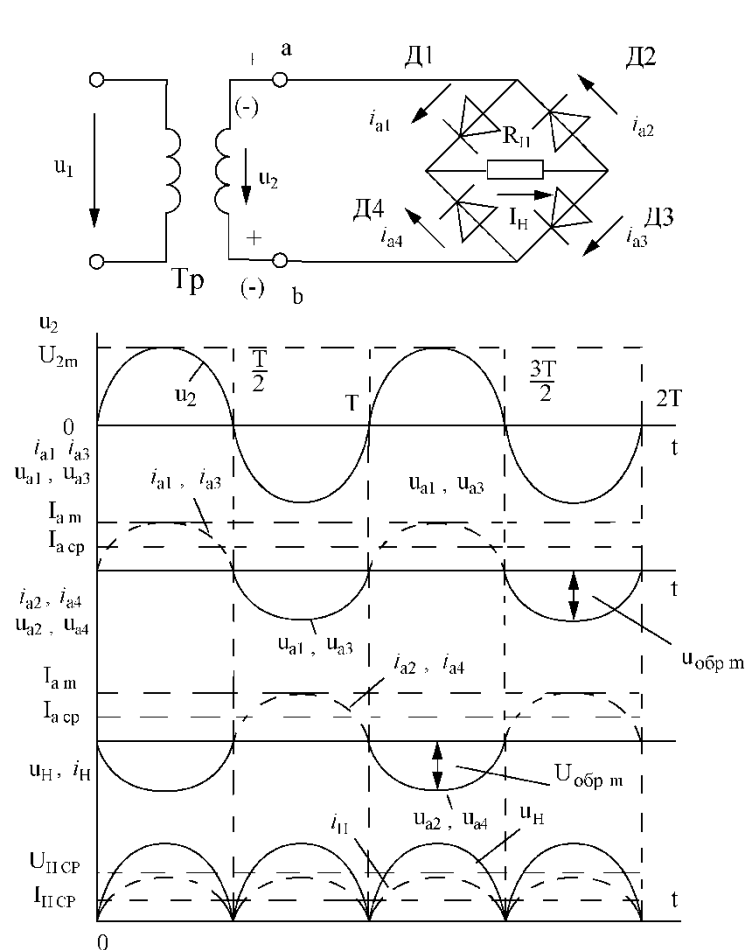


Рис.2.32. Мостовая схема выпрямителя

через диоды D_2 , D_4 и нагрузочный резистор R_H в том же направлении, что и в первый полупериод напряжения. При этом средний ток I_{Hcp} и среднее

напряжение U_{Hcp} на нагрузке в два раза превышают ток и напряжение в однополупериодном выпрямителе, пульсации значительно меньше ($P \approx 0,67$), $U_{обр\ m}$ на каждом из диодов в закрытом состоянии равно $U_{обр\ m} = U_{2m}$ величина $U_{Hcp} = 0,9 U_2$.

2.3.3 Сглаживающие фильтры

Выпрямленное напряжение имеет пульсирующий характер и его нельзя непосредственно использовать для питания электронных устройств. Поэтому для уменьшения коэффициента пульсаций на входе выпрямителя применяют сглаживающие фильтры. Включение сглаживающего фильтра между выпрямителем и нагрузочным устройством R_H уменьшает коэффициент пульсаций напряжения. Величина, показывающая во сколько раз происходит уменьшение коэффициента пульсаций на выходе ($P_{вых}$) фильтра по сравнению с его значением на входе ($P_{вх}$), носит название **коэффициента сглаживания**

$$q = P_{вх} / P_{вых}$$

Фильтры состоят из конденсаторов и катушек индуктивности. Основные виды фильтров – емкостной, индуктивный и смешанный (рис.2.33).

На рис.2.34 показаны осциллограммы напряжений на активном сопротивлении нагрузочного устройства R_H двухполупериодного выпрямителя при включенном емкостном C_Φ (рис. 2.34а) и индуктивном L_Φ - фильтрах (рис. 2.34б).

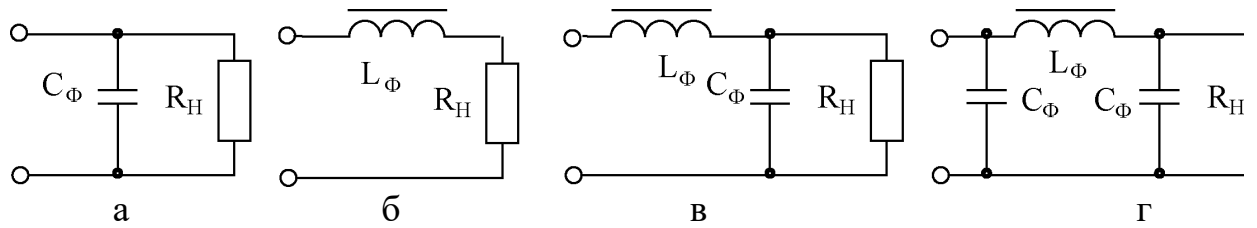


Рис.2.33. Фильтры: емкостной, индуктивный, Г и П - образные

Емкостной фильтр включается параллельно нагрузочному резистору (рис.2.33а) и шунтирует его по переменной составляющей тока. При этом конденсатор попеременно заряжается до значения напряжения U_{Hm} (период времени $t_1 - t_2$ рис.2.34а), а затем разряжается через резистор R_H (период времени $t_2 - t_3$ рис. 2.34а). Если постоянная времени разряда конденсатора $\tau = C_\Phi R_H$ значительно превышает период времени T изменения u_H , то напряжение на конденсаторе при разряде уменьшается незначительно за время $(t_2 - t_3)$. Это приводит к значительному увеличению среднего значения напряжения на

нагрузочном резисторе U_{HCP} и к снижению пульсаций выпрямленного напряжения. Емкостной фильтр используют в маломощных источниках питания при высокоомной нагрузке R_H .

Индуктивный фильтр L_Φ включается последовательно с резистором R_H (рис.2.33б). Поэтому переменная составляющая тока через нагрузку значительно уменьшается из-за действия закона электромагнитной индукции – Фарадея (рис.2.34б) и снижаются пульсации выпрямленного напряжения. Индуктивный фильтр используется в выпрямителях средней и большой мощности с низкоомной нагрузкой R_H .

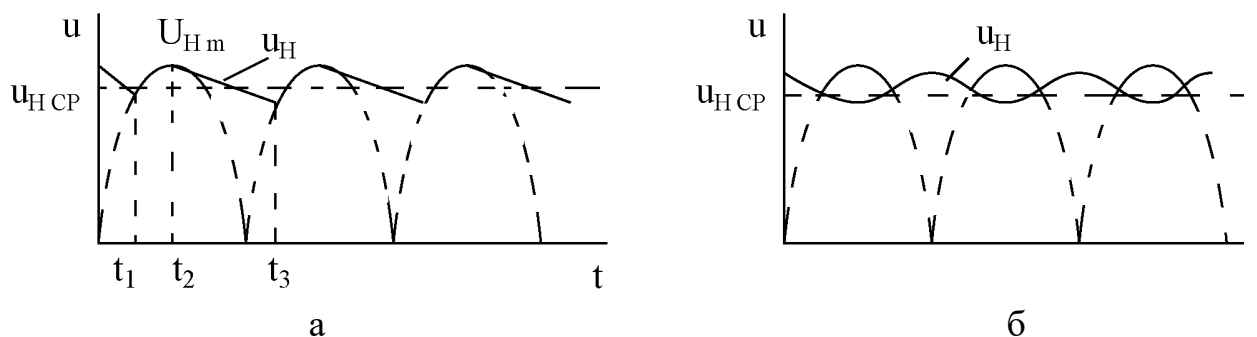


Рис. 2.34. Осциллограммы напряжений на активном сопротивлении нагрузочного устройства R_H двухполупериодного выпрямителя при включенном емкостном C_Φ (а) и индуктивном L_Φ (б) фильтрах

Чаще всего используются смешанные фильтры: Г - образный LC – фильтр (рис.2.33в) или П-образный CLC – фильтр (рис.2.33г). Они обеспечивают более высокую степень сглаживания выпрямленного напряжения. При этом коэффициент сглаживания смешанного фильтра определяется $q = q_1 q_2 \dots q_n$, где q_n – коэффициент сглаживания каждого простого звена фильтра.

2.3.4. Внешняя характеристика выпрямителя

Внешней характеристикой выпрямителя называют зависимость напряжения на нагрузочном устройстве от тока в нем $U_H = f(I_H)$. Наличие такой зависимости обусловлено тем, что в реальном выпрямителе сопротивления диодов и обмоток трансформатора не равны нулю, а имеют конечные значения. На этих сопротивлениях от протекания выпрямленного тока I_H создается падение напряжения, приводящее к уменьшению напряжения U_H .

На рис.2.35 изображена зависимость $U_H = f(I_H)$ выпрямителя без фильтра (кривая 1), где U_{Hx} - напряжение холостого хода. Кривая 2 на рис.2.35 соответствует выпрямителю с емкостным фильтром. При $I_H = 0$ кривая берет свое начало из точки на оси ординат, соответствующей напряжению

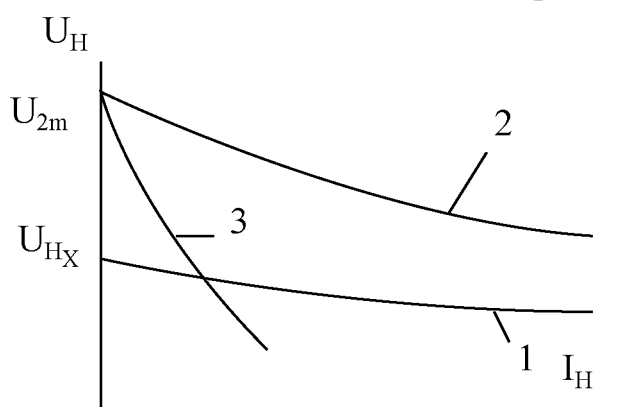


Рис. 2.35. Внешние характеристики выпрямителей

$U_{2m} = \sqrt{2}U_2$, так как в отсутствии тока I_H конденсатор C_Φ заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки u_2 . с ростом тока I_H кривая 2 спадает быстрее, чем кривая 1, что объясняется не только увеличением падения напряжения на вторичной обмотке трансформатора и прямым сопротивлением диода,

но и уменьшением постоянной времени разряда $\tau = R_H C_\Phi$, обуславливающим дополнительное снижение среднего значения выпрямленного напряжения U_H . Можно легко показать, что при дальнейшем уменьшении R_H кривая 2 будет асимптотически стремиться к кривой 1 и при $R_H = 0$ они придут в одну точку на оси абсцисс.

Внешняя характеристика П-образного фильтра (кривая 3) на рис.2.35 имеет еще более крутой наклон, чем кривая 2. Это вызвано дополнительным падением напряжения на последовательно включенной катушке L_Φ .

2.3.5. Стабилизаторы напряжения

Уменьшение напряжения нагрузки U_H при изменении потребляемого тока I_H (рис.2.35) или из-за изменения температуры является нежелательным явлением, т.к. снижают надежность работы электронных устройств.

Поддержание напряжения нагрузочного устройства на заданном уровне обеспечивают **стабилизаторы напряжения**.

По способу стабилизации различают параметрические и компенсационные стабилизаторы.

Параметрические стабилизаторы используют в принципе работы свойства ВАХ электронных приборов. Для примера рис.2.36а приведена схема параметрического стабилизатора, выполненного на основе стабилитрона.

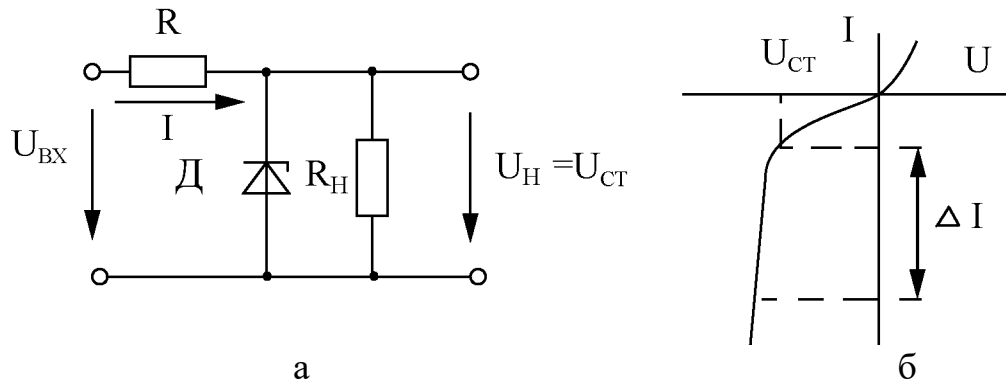


Рис.2.36. Схема параметрического (а) и ВАХ (б) стабилизатора

Стабилитрон D включен параллельно нагрузке R_H , при этом изменение тока в пределах ΔI практически не меняет $U_{CT} = U_H$ (рис. 2.36б). Последовательно со стабилитроном включен балластный резистор R_B обеспечивающий требуемый режим работы стабилитрона.

В **компенсационных** стабилизаторах постоянство напряжения обеспечивается за счет автоматического регулирования выходного напряжения источника питания. Это достигается наличием отрицательной обратной связи между выходом и регулирующим элементом (транзистор, микросхема), который изменяет свое сопротивление так, что компенсирует возникающие отклонения выходного напряжения. Схемотехнических решений компенсационных стабилизаторов множество.